

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平6-245588

(43) 公開日 平成6年(1994)9月2日

(51) Int.Cl. ⁵	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 P 7/63	3 0 2 D	9178-5H		
	K	9178-5H		
H 0 2 M 7/48	F	9181-5H		

審査請求 未請求 請求項の数 1 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平5-26646

(22) 出願日 平成5年(1993)2月16日

(71) 出願人 000003115

東洋電機製造株式会社

東京都中央区八重洲2丁目7番2号

(72) 発明者 楊 仲慶

神奈川県大和市上草柳字扇野338番地1

東洋電機製造株式会社技術研究所内

(72) 発明者 飯田 克二

神奈川県大和市上草柳字扇野338番地1

東洋電機製造株式会社技術研究所内

(74) 代理人 弁理士 杉村 暁秀 (外5名)

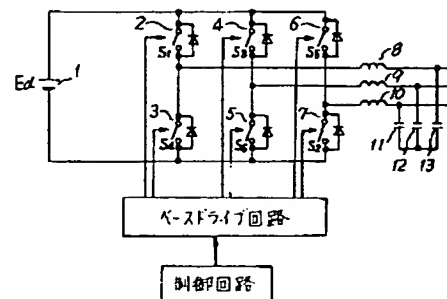
(54) 【発明の名称】 PWMインバータ制御方法

(57) 【要約】

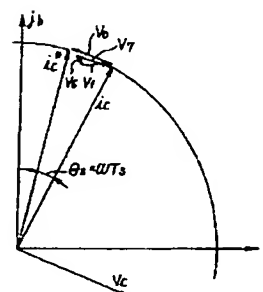
【目的】 三相PWMインバータのスイッチング周波数を負荷変動等に関係なく一定にし、安定性などの問題を生じることなく、高速応答・高精度の出力電圧制御を実現することを目的とする。

【構成】 PWMインバータのすべての出力変数を3相/2相変換し、ベクトルとして取り扱う。また空間領域を6つのセクターに分割し、それぞれの領域に対して、PWMインバータの8つの出力ベクトルのうち最適な電圧ベクトルを選択し、フィルタコンデンサの電流を指令値に決められた時間内に追従させる。過渡時などはフィルタコンデンサ電流と指令値との誤差を最小にするよう電圧ベクトルを選定し、決められた期間内でこれらを出力する。従って高速応答の高精度の出力電圧制御が達成できる。

(a)



(b)



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 三相電圧形インバータと交流LCフィルタとで構成された系において、出力電圧であるフィルタコンデンサの電圧を制御するために、PWMインバータの8つの出力電圧ベクトルのうち最適な2つの非ゼロ電圧ベクトルとゼロ電圧ベクトルを選択することによって決められたサンプリング時間内でフィルタコンデンサの電流を指令値電流に追従させることを特徴とするPWMインバータの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明の制御方法を応用した電圧形インバータは一定のスイッチング周波数で動作するため、LCフィルタの設計が容易となり、さらに1サンプリング時間内で電流を指令値に追従させるため制御応答が速い。従って、本発明は電圧形インバータを使用している産業機械、家電製品などの分野で効用し得るものである。

【0002】

【従来の技術】 電圧形PWMインバータは用途に応じて様々な制御方法が考案されている。図2は従来より使用されているPWMインバータ制御方法の一例を示す図であり、図3はその波形図である。

【0003】 図2に示すように、電圧指令値 (v_u^* , v_v^* , v_w^*) と三角波 (v_c) を比較して、ヒステリシスコンパレータを通してベースドライブ回路の信号とする。ベースアンプ内の短絡防止時間作成回路によって、電圧指令値の振幅値を調整することにより出力電圧振幅を変化させることができる。図3の最上部に波高 V_c を有する三角波 v_c と各相電圧指令値 v_u^* , v_v^* , v_w^* との比較の状況の波形図を示し、 v_{u0} , v_{v0} , v_{w0} はそれぞれ各相の中性点との間の電圧波形を示し、 v_{u1} , v_{v1} , v_{w1} は各相間の電圧波形を示しており、 E_d は直流電源1の電圧である。インバータはそれぞれダイオードを逆並列接続された可制御半導体素子（例えばトランジスタ） $S_1 \sim S_6$ で構成されるスイッチング素子2～7を三相ブリッジ接続し、仮想中性点を有する二個の直列接続されたそれぞれ $E_d/2$ の電圧を有す*

$$f = \begin{bmatrix} f_u \\ f_v \\ f_w \end{bmatrix}$$

$$= (2/3)^{1/2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_u \\ f_v \\ f_w \end{bmatrix} \quad (1)$$

【0008】 上式は $3\phi/2\phi$ 変換の式であり、 f を v , i と置き換えれば電圧、電流の変換式となる。なお、二相変換の各成分を α , β と表現するのが一般的であるが、ここでは文書作成の関係上、 α を a で、 β を b

2

*を直流電源により直流電圧 E_d を直流入力端子に給電し、各相交流出力端子にフィルタリアクトル8, 9及び10を直列接続し、Y接続したフィルタコンデンサ11, 12及び13を並列接続して交流出力を負荷に供給する。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】 図2の三相電圧形インバータにおいて、出力電圧は指令値と三角波により決まるが、直流入力電圧の変動や負荷変動に対してかなりの出力電圧変動が生じる。フィードバック制御を導入すれば誤差は減少できるものの、安定性などの新たな問題を生じかねない。また、直流入力電圧のリップルもそのまま出力電圧に悪影響を与えることになる。さらに、図2からも見られるように三相が独立に制御されるため、スイッチング周波数を上げずに出力電圧のリップル低減策が難しい。

【0005】

【課題を解決するための手段】 本発明によるPWMインバータの制御方法は、三相電圧形インバータと交流LCフィルタとで構成された系において、出力電圧であるフィルタコンデンサの電圧を制御するために、PWMインバータの8つの出力電圧ベクトルのうち最適な2つの非ゼロ電圧ベクトルとゼロ電圧ベクトルを選択することによって決められたサンプリング時間内でフィルタコンデンサの電流を指令値電流に追従させることを特徴としている。すなわち、フィルタコンデンサの電流を制御することにより、出力電圧の制御を実現する。コンデンサ電流は電圧ベクトルの概念に基づいて、サンプリング時間内で常に指令値に追従させる。

【0006】 図1は本発明の原理図であり、(a)はPWMインバータシステムの構成を示し、(b)はその制御原理を示して、図2と同一符号は同一部分を示し、制御回路によりベースドライブ回路を制御してインバータを駆動している。

【0007】 ①ベクトル表現

すべての変数を次式の変換式で三相/二相 ($3\phi/2\phi$) 変換すると、電流・電圧はベクトルとして取り扱うことができる。

【数1】

で表現する。 a 及び b の添字の付けられたものは a , b 二相に変換された各成分を表し、 u , v , w の添字の付けられたものは u , v , w の三相の成分を表している。また、一般に知られているように三相電圧形インバータ

3

では2つのゼロ電圧を含め、図4のように8つの電圧ベクトルがある。

【0009】②制御方程式

正弦波三相出力電圧をa, b二相の座標上で考えると、速度一定の円軌跡を描く。従って、負荷コンデンサの基*

$$T_s = T/k$$

ここで、Tはインバータの基本波周期であり、kは一周期のサンプリング数である。すなわち、サンプリング時間T、内に電流ベクトルは指令値の円に沿って角速度 ω により移動しなければならない。 θ_s はサンプリング時※10

$$\begin{cases} L(di/dt) = v - v_c \\ i = i_c + i_L \end{cases}$$

のように得られる。ここでvは任意の出力電圧ベクトルであり、 v_c はコンデンサ電圧ベクトルであって、iは電流ベクトルであり、 i_c はコンデンサ電流ベクトル、 i_L は負荷電流ベクトルである。従って、最適な電圧ベクトルvを選択して、電流ベクトルiを指令値に追従させねばならない。

【0012】③出力減圧ベクトル

図5に示す空間領域を電圧ベクトルに対応して6つのセクターに分割する。各セクターの出力電圧ベクトルは以下に示す表1のようになる。

【表1】

セクター	電圧ベクトル
I	V_1, V_6, V_1, V_0
II	V_0, V_1, V_2, V_1
III	V_1, V_2, V_3, V_0
IV	V_0, V_3, V_4, V_1
V	V_1, V_4, V_5, V_0
VI	V_0, V_5, V_6, V_1

【0013】上記の各セクターに応じた2つの非ゼロ電圧ベクトルと2つのゼロ電圧ベクトルを用いてサンプリ★

$$\begin{cases} i_{cs}^* = I_c \cos \theta \\ i_{cs}^* = I_c \cos (\theta - 2\pi/3) \\ i_{cs}^* = I_c \cos (\theta - 4\pi/3) \end{cases}$$

ここで、 $I_c = \omega C V_c$ 、Cは各コンデンサ11, 12, 及び13の容量であり、 V_c はコンデンサ電圧の振幅値である。

$$i_{cs}^* = \begin{pmatrix} i_{cs}^* \\ i_{cb}^* \end{pmatrix} = (3/2)^{1/2} I_c \begin{pmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{pmatrix} \quad (5)$$

4

*本波電流も円軌跡でなければならない。

【0010】いま、サンプリング期間を次式のように定義する。

【数2】

(2)

※間当たりの電流ベクトルの回転角である。

【0011】3 ϕ /2 ϕ 変換した電圧電流のベクトル方程式は

【数3】

(3)

★ング時間内で電流は指令値に追従させることができる。

例えば、セクターIにおいて、出力電圧ベクトルを

$V_1 \rightarrow V_6 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$

または

$V_6 \rightarrow V_1 \rightarrow V_6 \rightarrow V_1$

と、図6のように決められた期間で出力し、1サンプリング内で電流を指令値に追従できる。

【0014】ゼロ電圧ベクトルの選択はスイッチング回数を減らす観点から、 V_1, V_3, V_5 の切り換えは V_0 を使い、 V_2, V_4, V_6 の切り換えは V_1 を使う。

【0015】

【作用】PWM電圧形インバータの出力変数を3 ϕ /2 ϕ 変換してベクトルとして取り扱い、また、最適な電圧ベクトルを選択することにより、電流を1サンプリング時間内に指令値に追従させる。従って、入力電圧の変動や負荷変動などに対して速い応答を実現できる。

30 【0016】

【実施例】以上述べた原理を定電圧定周波数のインバータに応用した例を具体的に示す。回路の構成は図1に示したものと同一である。

【0017】図1(a)のフィルタコンデンサ11, 12及び13に正弦波の電圧を得るには、コンデンサの電流を正弦波にする必要がある。電流指令を次のように与える。

【数4】

【0018】上式を3 ϕ /2 ϕ 変換すると、

【数5】

【0019】また、サンプリング時間以内に電流を指令値に追従させるためには *

$$V_1 t_1 + V_1 t_2 + V_0 t_0 + V_1 t_3 + v_c T_s = i_c^* - i_c + \Delta i_L \quad (6)$$

但し、 $t_0 + t_1 + t_2 + t_3 = T_s$ 、 i 及び j ($i, j = 1 \sim 6$) は電圧ベクトルの番号である。 Δi_L は負荷電流の

変化量で、負荷急変のない場合には無視してもよい。 ※

$$\begin{cases} V \cos(i-1)\pi/3 \cdot t_1 + V \cos(j-1)\pi/3 \cdot t_2 \\ = V_{ca} T_s + L(i_{ca}^* - i_{ca}) + \Delta i_{La} = C_a \\ V \sin(i-1)\pi/3 \cdot t_1 + V \sin(j-1)\pi/3 \cdot t_2 \\ = V_{cb} T_s + L(i_{cb}^* - i_{cb}) + \Delta i_{Lb} = C_b \end{cases} \quad (7)$$

ここで、 V は出力電圧ベクトルの振幅値であり、 C_a 、 C_b は定数である。 ★

★ 【0021】 従って、

$$\begin{cases} t_1 = \frac{C_a \sin(j-1)\pi/3 - C_b \cos(j-1)\pi/3}{V \sin(j-i)\pi/3} \\ t_2 = \frac{C_b \cos(j-1)\pi/3 - C_a \sin(j-1)\pi/3}{V \sin(j-i)\pi/3} \end{cases} \quad (8)$$

が得られる。また t_0 と t_3 は電流リップルを最小にするよ

う決める必要があるが、簡単のため、 ☆

$$t_0 = t_3 = (T_s - t_1 - t_2) / 2 \quad (9)$$

とすることができる。

【0022】 過渡状態などの時に、 t_1 あるいは t_2 がマイナスになる場合がある。そのような場合は逆方向の電圧ベクトルを出力すればよい。

【0023】 さらに、急激な負荷変動の場合は1サンプリング時間内では追従できないことがあるので、 $t_1 + t_2 > T_s$ になることも考えられる。そのような場合は電流誤差が最小となるよう電圧ベクトルを選択すればよい。

電流ベクトルは

【数10】

$$\begin{cases} L \Delta i_{ca} \\ = V \cos(i-1)\pi/3 \cdot t_1 + V \cos(j-1)\pi/3 \cdot t_2 - C_a \\ L \Delta i_{cb} \\ = V \sin(i-1)\pi/3 \cdot t_1 + V \sin(j-1)\pi/3 \cdot t_2 - C_b \end{cases} \quad (10)$$

となり、

※ ※ 【数11】

$$t_1 + t_2 = T_s \quad (11)$$

【0024】 式 (10)、(11) を解くと、

※ ※ 【数12】

$$\begin{cases} t_2 = T_s / 2 \\ + \frac{C_b \cos(i+j-2)\pi/6 - C_a \sin(i+j-2)\pi/6}{2 V \sin(j-i)\pi/6} \\ t_1 = T_s - t_2 \end{cases} \quad (12)$$

従って、出力電圧ベクトルはそれぞれ決められた時間で出力すればよい。

【0025】 本発明の原理を用いた定電圧定周波数インバータの特徴を以下のようにまとめることができる。

・ スイッチング周波数はサンプリング回数により決められ一定となる。従って出力フィルタの設計が容易にな

る。

・ 1サンプリング時間内で電流が指令値に追従でき、

また、入力電圧の変動や負荷変動などにも即応できる。

・ ゼロ電圧ベクトルを積極的に利用することにより、無駄なスイッチングがなく、リップル特性や効率などの観点からも有利である。

7

【0026】

【発明の効果】本発明は、空間ベクトルの概念を用い、直接コンデンサの電流を制御することにより、高性能のPWMインバータを実現できる。

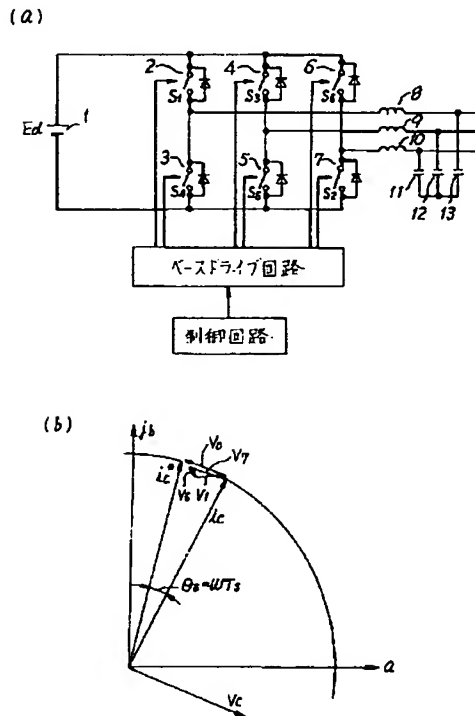
【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理図であって、(a)はPWMインバータシステムの構成を示し、(b)はその制御原理を示している。

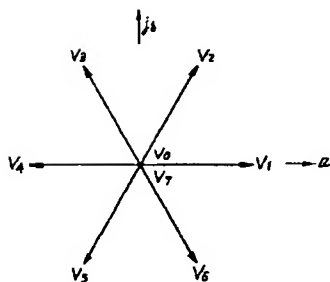
【図2】従来より使用されているPWMインバータ制御方法の一例を示す図である。

【図3】図2の回路における波形図である。

【図1】



【図4】



8

【図4】PWMインバータの出力電圧ベクトルを示す図である。

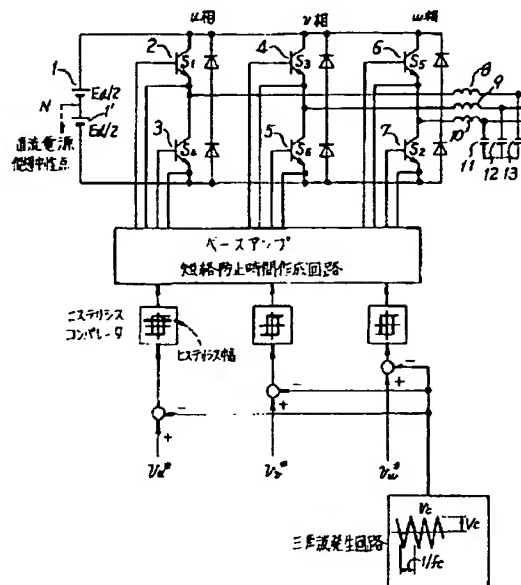
【図5】電圧ベクトルに対応した空間領域セクターを示す図である。

【図6】領域Iにおける電圧ベクトルの出力順序を示す図である。

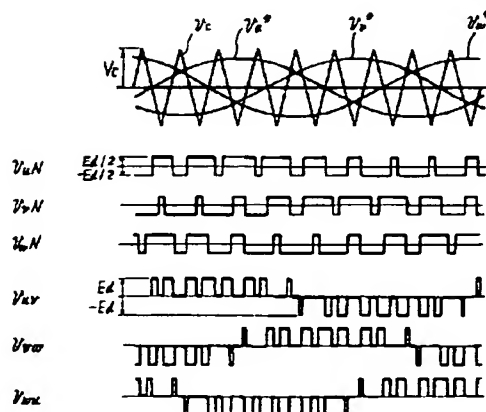
【符号の説明】

- 1 直流電源
- 2～7 スwitchング素子
- 10 フィルタリアクトル
- 11～13 フィルタコンデンサ

【図2】



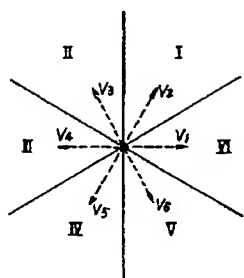
【図3】



(6)

特開平6-245588

【図5】



【図6】

